

Memoirs of the Osaka Institute
of Technology, Series A
Vol.50, No.1(2005) pp.15~35

ソフトスイッチング降圧形高力率コンバータ*

谷口 勝則

工学部 電気電子システム工学科

〈2005年5月31日受理〉

Soft-switching Power Factor Corrected Buck Converter

by

Katsunori TANIGUCHI

Department of Electrical and Electric Systems Engineering, Faculty of Engineering
(Manuscript received May 31, 2005)

Abstract

Power factor correction techniques are increasingly important. A discontinuous conduction mode (DCM) converter increases the voltage and current stresses of the switching devices. Although the buck-type PFC-DCM converter has several advantages, the conventional buck-type converter distorts the input current waveform at a higher output DC voltage.

This paper presents a new soft-switching buck-type PFC-DCM converter. The proposed circuit achieves the zero voltage switching (ZVS). The new soft-switching buck-type PFC-DCM converter decreases the voltage and current stresses of the switching devices. In addition to the soft-switching operation, the resonant capacitor can improve the input current waveform.

* 平成16年電気学会半導体電力変換研究会にて口頭発表
(2004年1月31日、神戸大学)

1. まえがき

コンデンサインプット形整流回路は最もシンプルな回路構成で直流電力が得られるため、多くの電子機器や電力装置における電源として採用されてきたが、この回路は歪みの大きなパルス電流を発生するため電源高調波が問題となり、法的規制が取られるようになってきた。この高調波問題を解決するために種々の能動形コンバータが盛んに研究開発されている^{(1)～(8)}。

能動形コンバータの制御方式としてリアクトル電流を連続とする方式と不連続とする方式がある。リアクトル電流不連続方式はチョップパ回路の制御が非常にかんたんであり、スイッチ素子がデューティファクター一定のスイッチング動作を行っても入力電流が正弦波状になるという特徴がある。ただし、スイッチ素子は最大電流でターンオフしなければならずオフ時の電流ストレスやEMIノイズの問題が生じてくる⁽⁹⁾。

入力電流を正弦波とする高力率コンバータは昇圧形コンバータが一般的である。したがって、電源電圧よりも低い直流出力電圧を得たい場合は、降圧チョップパを接続した2段構成となる。降圧形コンバータでは直接低い出力電圧を得ることができる。ただ、降圧形高力率コンバータは出力電圧を入力電圧よりも十分低い値に設定しないと入力電流の歪みが大きくなるという欠点がある^{(8)～(10)}。

本論文ではソフトスイッチング降圧形高力率コンバータを提案している^{(10)～(13)}。提案回路は素子のストレスやEMIノイズを低減するソフトスイッチング動作の達成に加えて、入力電流波形の改善も行えるものである。本論文においては、従来方式ならびに提案回路における特性解析を行い、提案コンバータの優位性を確認し、また、実験によりEMIノイズの低減を実証している。

2. 降圧形高力率コンバータ

図1に降圧形高力率コンバータの回路構成を示す。降圧形高力率コンバータはダイオードブ

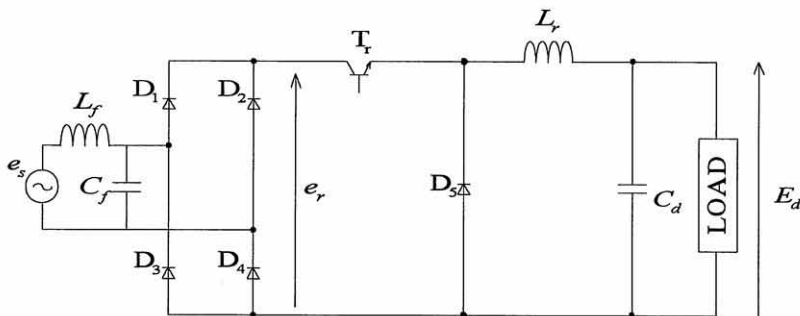


図1 降圧形高力率コンバータ

Fig.1 PFC buck converter.

リッジに降圧チョップを組み合わせて構成する。このチョップを一定デューティでリアクトル電流が不連続になるように制御すると、リアクトル電流のピーク値は入力電圧に比例することになり、図2 (c) に示すように、入力電流の平均値は基本波力率1の正弦波となる。

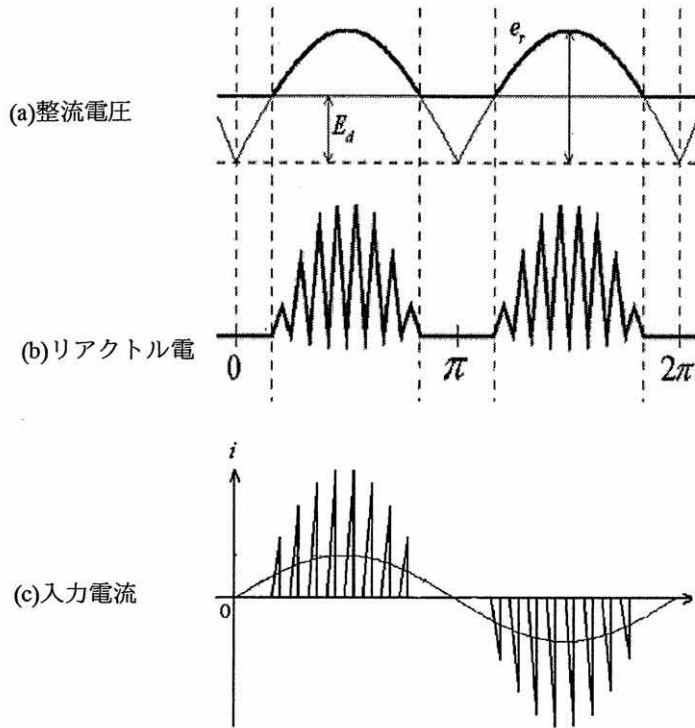


図2降圧形高力率コンバータのリアクトル電流

Fig.2 Inductor current of PFC buck converter.

従来の降圧形高力率コンバータはスイッチ素子の耐圧を入力電圧の最大値と等しくでき、入出力間の短絡保護が容易に行えるという利点があるが、欠点として、スイッチング損失や電磁(EMI)ノイズの発生を伴う。また、図2 (b) から知られるように、出力直流電圧が入力電源電圧に比べて充分低くないとリアクトル電流零の期間が長くなり、入力電流波形が歪むという欠点がある。ここではまず従来のハードスイッチング方式の降圧形高力率コンバータについて特性解析を行う。

動作モード

不連続動作モードにおける降圧形高力率コンバータの一連の動作モードを図3、また、一回のスイッチ動作におけるリアクトル電流波形を図4に示す。ここで、リアクトルにエネ

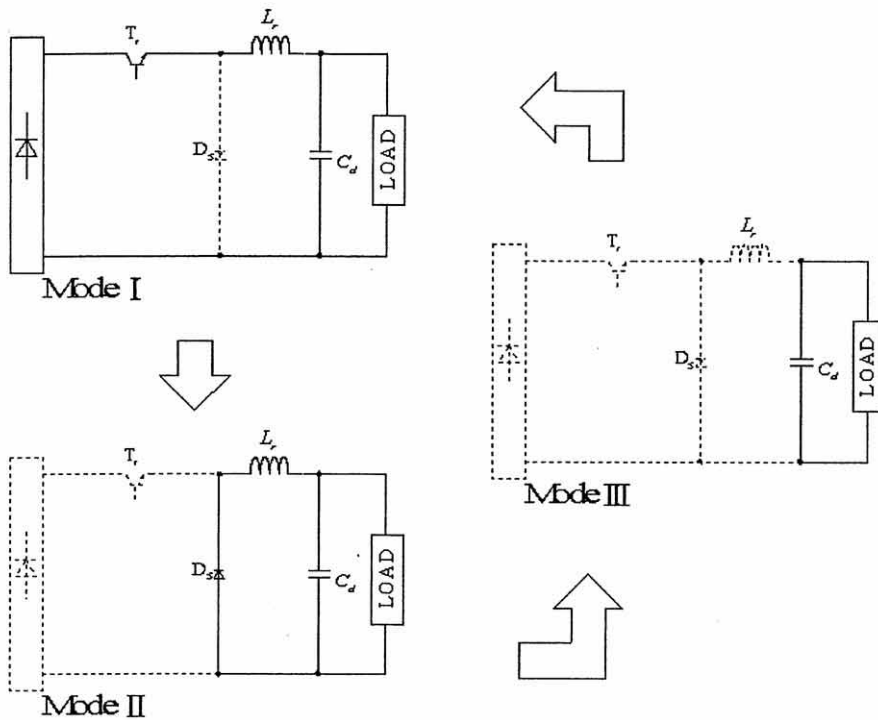


図3 降圧形高力率コンバータの動作モード

Fig.3 Operational modes of PFC buck converter.

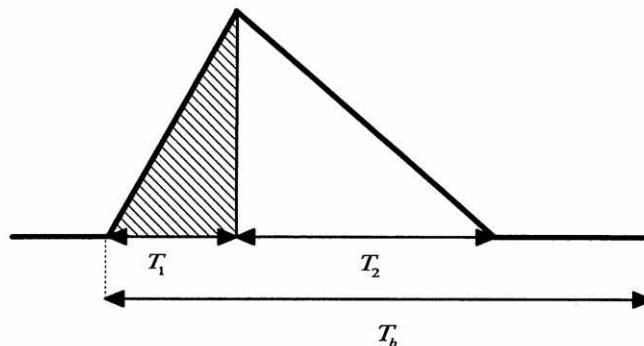


図4 リアクトル電流の1サイクル

Fig.4 1 cycle of inductor current.

ルギーを蓄えている時間 (mode I) を T_1 、リアクトル電流がゼロになるまでの時間 (mode II) を T_2 、1周期の時間を T_b とする。入力電圧の整流電圧を e_r (振幅値 E_s)、出力電圧を E_d 、降圧比を $\alpha (=E_d/E_s)$ 、初期条件として、リアクトル L_r には電流は流れておらず、ス

スイッチ T_1 はオフ状態とする。

<Mode I>

入力整流電圧 e_r が出力電圧 E_d より高いときに、スイッチ素子をターンオン(ZCS)することでこのモードは開始される。初期状態から、スイッチ T_1 をターンオンするとモード I となる。ダイオード D_5 はオフとなり入力側と出力側とで閉回路ができる。そしてその間にリアクトル電流は直線的に増加し、リアクトル L_r にエネルギーを蓄える。このモードはスイッチ T_1 がターンオフされるまで続く。このときのリアクトル電流 i_L は

$$i_L = \frac{e_r - E_d}{L_r} t \quad \dots\dots\dots (1)$$

となる。

<Mode II>

スイッチ T_1 をターンオフするとモード II になり、入力側と出力側が分離される。モード I でリアクトル L_r に蓄えられていたエネルギーを放出し、ダイオード D_5 が導通する。このモードはリアクトル L_r のエネルギーがなくなるまで続く。このときのリアクトル電流 i_L は

$$i_L = \frac{-E_d}{L_r} t + \frac{e_r - E_d}{L_r} T_1 \quad \dots\dots\dots (2)$$

となる。

<Mode III>

ダイオード D_5 がオフとなり、平滑コンデンサに蓄えられていた全エネルギーが負荷へ放出される。このモードはスイッチ T_1 がターンオンされるまで続き、モード III が終了するとモード I に戻る。

最大デューティファクタ

mode II で $t = T_2$ のとき $i_L = 0$ となるので

$$0 = \frac{-E_d}{L_r} T_2 + \frac{e_r - E_d}{L_r} T_1 \quad \therefore T_2 = \frac{e_r - E_d}{E_d} T_1 \quad \dots\dots\dots (3)$$

また、 $T_1 + T_2 < T_b$ で不連続条件をみためので

$$T_1 + \frac{e_r - E_d}{E_d} T_1 < T_b \quad \therefore \frac{e_r}{E_d} T_1 < T_b \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $d_F = \frac{T_1}{T_b}$ 、 $\alpha = \frac{E_d}{e_r}$ を代入すると

$$d_F < \alpha \quad \dots\dots\dots (5)$$

すなわち最大デューティファクタ $d_{F\max}$ は降圧比 $\alpha = E_d/E_s$ によって決まる。

最大電力

簡単のため力率を1とし、入力電流を基本波成分のみの正弦波と考えると、(入力電圧の最大値におけるスイッチング1周期の平均入力電流)×(最大電圧)÷2で最大電力が求まる。図4の斜線部の面積を S_1 、入力整流電圧の最大値を E_s とし、リアクトル電流のスイッチのオン時間を $T_{on\max}$ とする。

入力電圧の最大値におけるスイッチング1周期の平均入力電流 $I_{s\max}$ を以下のように求める。

$$I_{s\max} = \frac{S_1}{T_b} = \frac{\frac{1}{2} T_{on\max} \cdot I_{\max}}{T_b} = \frac{1}{2} I_{\max} \cdot \alpha \quad \dots\dots\dots (6)$$

ただし I_{\max} は $d_{F\max}$ 時の最大電流である。ここで I_{\max} は(1)式より

$$I_{\max} = \frac{E_s - E_d}{L_r} T_{on\max} = \frac{E_s - E_d}{L_r} \alpha \cdot T_b \quad \dots\dots\dots (7)$$

となり、(7) 式を(6)式に代入すると

$$I_{s\max} = \frac{1}{2} \left(\frac{E_s - E_d}{L_r} \alpha \cdot T_b \right) \alpha = \frac{1}{2} \frac{\alpha^2}{L_r} E_s (1 - \alpha) T_b \quad \dots\dots\dots (8)$$

よって最大電力 P_{\max} は以下のように求まる。

$$P_{\max} = \frac{1}{2} (E_s \cdot I_{s\max}) = \frac{1}{4} \frac{E_d^2}{L_r} T_b (1 - \alpha) \quad \dots\dots\dots (9)$$

入力電流波形

コンバータの入力電流 i_s は $x = \omega_b t$ と $y = \omega_s t$ の関数となり、2重フーリエ級数として次式で表わすことができる。

$$i_s(x, y) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} \exp \{ j(mx + ny) \} \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} i_r(x, y) \exp \{ -j(mx + ny) \} dx dy \quad \dots\dots\dots (11)$$

このフーリエ係数 K_{mn} は、

1. 直流成分 ($m=0, n=0$) : K_{00}
2. 基本波成分 ($m=0, n=1$) : K_{01}
3. 高調波成分 ($m=0, n \geq 2$) : K_{0n}
4. キャリア周波数の整数倍成分 ($m \geq 1, n=0$) : K_{m0}
5. キャリア周波数のサイドバンド ($m \geq 1, n \neq 0$) : K_{mn}

から成るが、 K_{m0} と K_{mn} はキャリア周波数が高ければ高い周波数を持つ成分の振幅値となるので入力フィルタで容易に減衰できる。従って入力波形の特性に影響を与える成分は K_{00} , K_{01} , K_{0n} であるのでこれらの成分を求める。ここで $m=0$ であれば(11)式は、

$$K_{0n} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_r(x, y) dx \right\} \exp(-jny) dy = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_r(y) \exp(-jny) dy \quad \cdots \cdots \cdots (12)$$

となる。(12)式は $i_r(x, y)$ の x についての平均値 $I_r(y)$ を y についてフーリエ展開すれば K_{0n} が求められることを示している⁽⁵⁾。図4から i_r の平均値 $I_r(y)$ を求めると、

$$I_r(y) = K(E_s \sin y - E_d) \quad \cdots \cdots \cdots (13)$$

となる。 i_s は $\left[\frac{\pi}{2} - \phi, \frac{\pi}{2} + \phi\right]$ と $\left[\frac{3}{2}\pi - \phi, \frac{3}{2}\pi + \phi\right]$ の区間にだけ流れるので、

$$K_{0n} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\frac{\pi}{2}-\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} I_r(y) \exp(-jny) dy - \int_{\frac{3}{2}\pi-\phi}^{\frac{3}{2}\pi+\phi} I_r(\pi-y) \exp(-jny) dy \right\} \quad \cdots \cdots \cdots (14)$$

を得る。これより各周波数成分を求め(14)式に代入して実フーリエ展開に直せば、入力電流の各成分の振幅値として次の値を得る。

$$1. \text{ 直流成分 } I_{00} = 0 \quad \cdots \cdots \cdots (15)$$

2. 基本波成分

$$I_{01} = \frac{KE_s}{\pi} (2\phi + \sin 2\phi - 4\alpha \sin \phi) \approx \frac{KE_s}{\pi} (\pi - 4\alpha) \quad \cdots \cdots \cdots (16)$$

3. 高調波成分

$$I_{0n} = \frac{4KE_s}{n(n^2-1)\pi} (n \sin \phi \cos n\phi - n^2 \cos \phi \sin n\phi + n^2 \alpha \sin n\phi - \alpha \sin n\phi)$$

$$\approx \frac{4KE_s}{n(n^2-1)\pi} (n \sin \phi \cos n\phi - \cos \phi \sin n\phi) \quad \cdots \cdots \cdots (17)$$

ただし、 $n=3,5,\dots$, $\phi \approx \frac{\pi}{2} - \alpha$, $\sin \phi \approx 1 - \frac{1}{2}\alpha^2$ とした。
歪み率 δ は、

$$\delta = \frac{\sqrt{I_{03}^2 + I_{05}^2 + \dots}}{I_{01}} \times 100 \quad \dots\dots\dots (18)$$

で表わされるが、降圧形コンバータでは入力電流は主に第3調波を含んだ波形となり、次数の大きい高調波は振幅がより小さいためこれを省略すると歪み率 δ は、

$$\delta = \frac{I_{03}}{I_{01}} \times 100 [\%] \quad \dots\dots\dots (19)$$

と近似することができる。ここで、(17)式より I_{03} は、

$$I_{03} = \frac{4KE_d}{3\pi} \left(1 - \frac{3}{2}\alpha^2\right) \quad \dots\dots\dots (20)$$

となる。ただし、 $\sin^3 \phi \approx 1 - \frac{3}{2}\alpha^2$ と近似している。また(16)式の I_{01} と(20)式の I_{03} を(19)式に代入すると歪み率 δ として、

$$\delta = \frac{2\alpha}{3} \times \frac{2-3\alpha^2}{\pi-4\alpha} \times 100 [\%] \quad \dots\dots\dots (21)$$

を得る。

3. ソフトスイッチング降圧形高力率コンバータ

図5に提案のソフトスイッチング降圧形高力率コンバータの回路構成を示す。この回路は

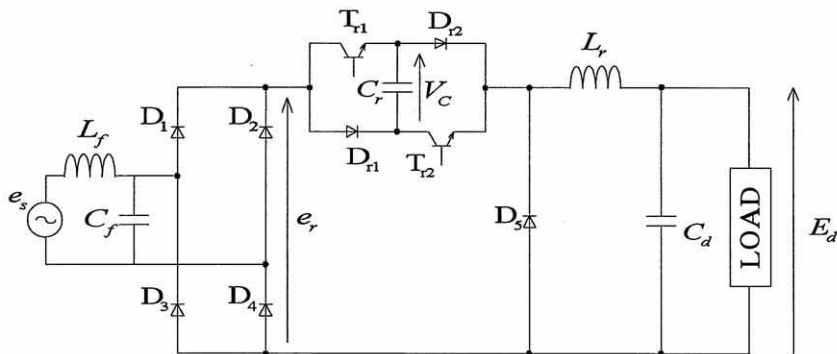


図5 ソフトスイッチング降圧形高力率コンバータ

Fig.5 Proposed soft-switching PFC buck converter.

降圧形高力率コンバータのスイッチをスイッチ2つとダイオード2つ、共振コンデンサからなる回路に入れ換えた形になっている。この共振コンデンサがスイッチオフ時にスイッチにかかる電圧 dv/dt を抑制して、ゼロ電圧スイッチ (Zero Volt Switching : ZVS)を行うことでソフトスイッチングを達成している。また、スイッチのオン時には共振コンデンサ C_r に入力電圧の瞬時値が充電されており、リアクトルの入力側には入力電圧の2倍の電圧がかかることになる。したがって、図6に示すように、リアクトルの入力電圧と直流出力電圧との差が大

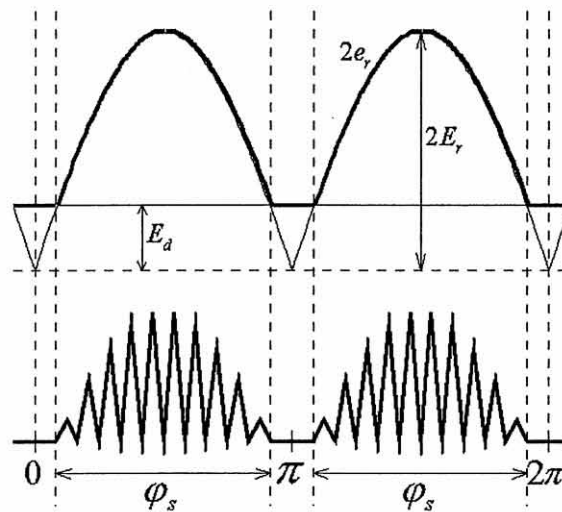


図6 ソフトスイッチング降圧形高力率コンバータのリアクトル電流

Fig.6 Inductor current of proposed soft-switching PFC buck converter.

きくなり、リアクトルにかかる電圧の時間が長くなるので入力電流ひずみを低減できる。

動作モード

図7にソフトスイッチング降圧形高力率コンの動作モードを、また、図8にリアクトル電流の1サイクルを示す。本回路の動作は5つのモードからなる。初期状態として平滑コンデンサ C_d には出力電圧が充電されているものとする。共振コンデンサ C_r には入力電圧の瞬時値が常に充電されているので、動作の開始とともに電源電圧に加算されて負荷側にかかり、実質的に電源電圧を高める作用をする。このため出力直流電圧 E_d を高めても入力電流波形が改善されることになる。

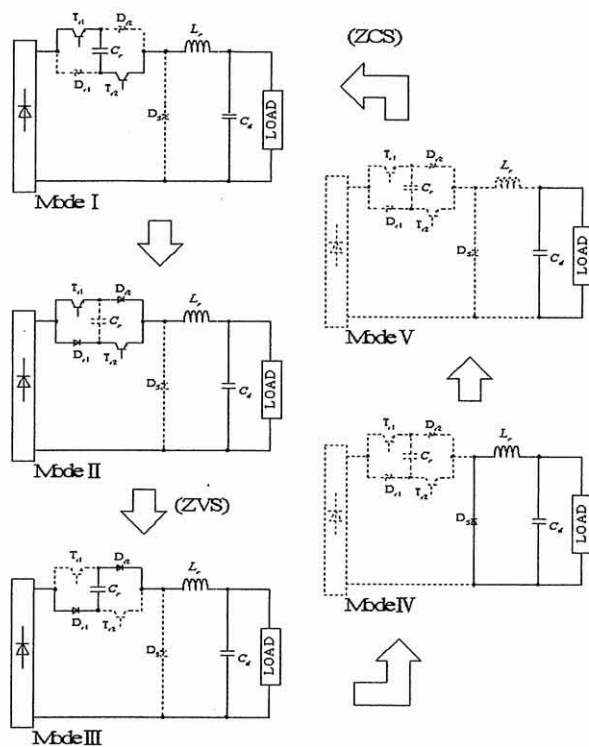


図7 ソフトスイッチング降圧形高力率コンバータの動作モード
Fig.7 Operational modes of soft-switching PFC buck converter.

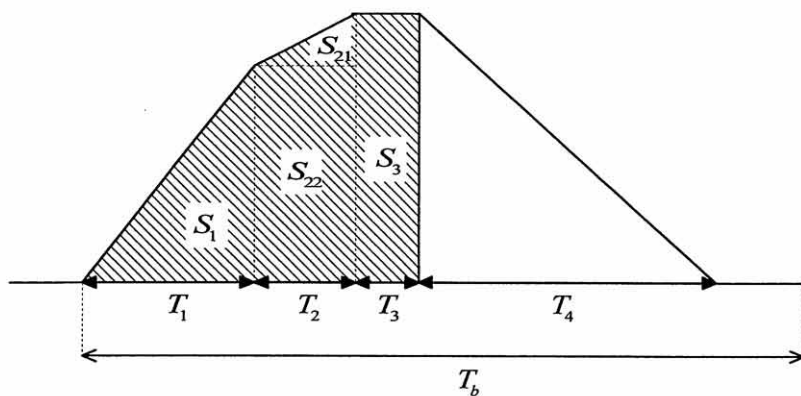


図8 ソフトスイッチングコンバータのリアクトル電流の1サイクル
Fig.8 1 cycle of inductor current for soft-switching converter.

<Mode I>

入力整流電圧 e_r と共振コンデンサ電圧 e_c との和が出力電圧 E_d より高いときに、スイッチ素子 T_{r1}, T_{r2} をターンオン(ZCS)することでこのモードは開始される。共振リアクトル L_r と共振コンデンサ C_r が共振し、共振コンデンサが放電する。このときのリアクトル電流 i_L と共振コンデンサ電圧 V_C は

$$i_L = \frac{2e_r - E_d}{X_r} \sin \omega_r t \quad \dots\dots\dots (22)$$

$$V_C = (2e_r - E_d) \cos \omega_r t - (e_r - E_d) \quad \dots\dots\dots (23)$$

ただし、 $X_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

このモードの期間 T_1 は V_C がゼロになるまでなので、

$$T_1 = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \left(\frac{e_r - E_d}{2e_r - E_d} \right) \quad \dots\dots\dots (24)$$

また、このモード終了時のリアクトル電流 I_1 は、

$$I_1 = i_L(T_1) = \frac{1}{X_r} \sqrt{3e_r^2 - 2e_r E_d} \quad \dots\dots\dots (25)$$

である。

<Mode II>

共振コンデンサ C_r が放電し終わるとこのモードは開始される。入力電流は T_{r1} - D_{r2} と D_{r1} - T_{r2} の2系統に分流し、出力側に流れる。このときのリアクトル電流 i_L は

$$i_L = \frac{e_r - E_d}{L_r} t + I_1 \quad \dots\dots\dots (26)$$

このモードの期間 T_2 はスイッチ素子 T_{r1}, T_{r2} がターンオフされるまでなので、

$$T_2 = T_{on} - T_1 \quad \dots\dots\dots (27)$$

また、このモード終了時のリアクトル電流 I_2 は、

$$I_2 = \frac{e_r - E_d}{L_r} T_2 + I_1 \quad \dots\dots\dots (28)$$

となる。

<ModeⅢ>

スイッチ素子 T_{r1} , T_{r2} をターンオンすると、入力電流は D_{r1} - C_r - D_{r2} を通って出力側に流れ共振コンデンサ C_r を充電する。そのためスイッチ素子にかかる電圧はゆっくりと立ち上がり零電圧ターンオフとなる。このモードは共振コンデンサ C_r に入力整流電圧 e_r が充電されるまで続く。このときのリアクトル電流 i_L と共振コンデンサ電圧 V_C は

$$V_C = X_r I_a \sin(\omega_r t + \theta) + (e_r - E_d) \quad \dots\dots\dots(29)$$

$$i_L = I_a \cos(\omega_r t + \theta) \quad \dots\dots\dots(30)$$

$$\text{ただし、} I_a = \sqrt{I_2^2 + \left(\frac{e_r - E_d}{X_r}\right)^2}, \quad \theta = -\sin^{-1} \frac{e_r - E_d}{\sqrt{X_r^2 I_2^2 + (e_r - E_d)^2}}$$

このモードの期間 T_3 は e_c が e_r になるまでなので、

$$T_3 = \frac{1}{\omega_r} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{E_d}{X_r I_a} \right) - \theta \right\} \quad \dots\dots\dots(31)$$

また、このモード終了時のリアクトル電流 I_3 は、

$$I_3 = \sqrt{I_a^2 - \frac{E_d^2}{X_r^2}} \quad \dots\dots\dots(32)$$

となる。

<ModeⅣ>

このモードでは入力電流は流れず入力側と出力側が分離される。ダイオード D_s が導通して出力側にリアクトル電流を流す。このときのリアクトル電流 i_L は

$$i_L = -\frac{E_d}{L_r} t + I_3 \quad \dots\dots\dots(33)$$

モードの期間 T_4 はリアクトル電流がゼロになるまで続くので、

$$T_4 = \frac{L_r}{E_d} I_3 \quad \dots\dots\dots(34)$$

となる。

<Mode V>

このモードはMode I～Mode IVで充電してきた平滑コンデンサ C_d で出力電圧を一定に保っている。このモードはすスイッチがターンオンされるまで続く⁽³⁾。

最大デューティファクタ

ソフトスイッチング回路のリアクトル電流の連続と不連続の境界を解析する。また、モード I～Vの時間を T_1, T_2, T_3, T_4 とし、1周期の時間を T_b 、入力電圧の瞬時値を e_s 、出力電圧を E_d 、降圧比を α とする。 $T_b = T_{on} + T_3 + T_4$ のとき最大デューティファクタとなる。

$I_2 = I_3$ と近似すると、

$$T_b = T_{on} + \frac{e_r C_r}{I_2} + \frac{L_r}{E_d} I_2 \quad \dots\dots\dots(35)$$

となる。ここで、 $I_2 = \frac{e_r - E_d}{L_r} (T_{on} - T_1) + I_1$ を代入して T_{on} についてまとめると

$$e_r(e_r - E_d)T_{on}^2 + \{XE_d + 2X(e_r - E_d)\}T_{on} + (C_r L_r E_d + X^2 - T_b E_d X) = 0 \quad \dots\dots\dots(36)$$

$$\text{ただし、} X = I_1 L_r - (e_r - E_d)T_1$$

式(36)で、 $e_r(e_r - E_d) = A$ 、 $XE_d + 2X(e_r - E_d) = B$ 、 $C_r L_r E_d + X^2 - T_b E_d X = C$ とおいて T_{on} の限界値 $T_{on \max}$ を求めると

$$T_{on \max} = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \quad \dots\dots\dots(37)$$

となり、デューティファクタの限界値 $d_{F \max}$ は

$$d_{F \max} = \frac{T_{on \max}}{T_b} \quad \dots\dots\dots(38)$$

で示される。

最大電力

ソフトスイッチング回路において最大デューティファクタで得られる最大電力について解析した。図8の斜線部には一周期におけるリアクトル電流波形(面積)を S_1, S_{21}, S_{22}, S_3 の4つに分類しそれぞれの面積を以下に示す。ただし入力電圧の最大値を E_s とし、リアクトル電流のスイッチのオン時間を $T_{on \max}$ とする。このとき S_1, S_{21}, S_{22}, S_3 はそれぞれ、

$$S_1 = \int_0^{T_1} \frac{2E_s - E_d}{X_r} \sin \omega_r t dt = C_r E_s \quad \dots\dots\dots (39)$$

$$S_{21} = I_1 (T_{onmax} - T_1) \quad \dots\dots\dots (40)$$

$$S_{22} = \frac{1}{2} \frac{E_s - E_d}{L_r} (T_{onmax} - T_1)^2 \quad \dots\dots\dots (41)$$

$$S_3 = \int_0^{T_3} \omega_r C_r (E_s - E_d) \sin \omega_r t dt = C_r E_s \quad \dots\dots\dots (42)$$

となる。ここで I_{smax} は

$$I_{smax} = \frac{1}{T_b} (S_1 + S_{21} + S_{22} + S_3) \quad \dots\dots\dots (43)$$

となり、最大電力 P_{max} は以下のように求まる。

$$P_{max} = \frac{1}{2} (E_s \cdot I_{smax}) \quad \dots\dots\dots (44)$$

入力電流波形

(10)、(11)、(12)式の2重フーリエ級数による解析手法に従って、ソフトスイッチングの場合の入力電流を解析する。入力電流の主な特性は K_{on} で表され、 K_{on} に対する入力電流波形は入力電流を成す1スイッチングサイクルの平均電流値を求めれば得られるから、図8の S_1, S_{21}, S_{22}, S_3 の面積を求める。ただしスイッチのオン時間を T_{on} とする。

図8の時間 T_1 は

$$T_1 = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \left(\frac{e_r - E_d}{2e_r - E_d} \right) \approx \frac{1}{\omega_r} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{e_r - E_d}{2e_r - E_d} \right) \quad \dots\dots\dots (45)$$

のように近似できるので、面積 S_1 は

$$S_1 = \int_0^{T_1} \frac{2e_r - E_d}{X_r} \sin \omega_r t dt = C_r e_r \quad \dots\dots\dots (46)$$

となる。 S_{21} を底辺 $\omega_b T_2$ の直角三角形とすると

$$S_{21} = \frac{1}{2} \frac{e_r - E_d}{L_r} T_2 \omega_b T_2 = \frac{e_r - E_d}{2L_r \omega_b} \{ \omega_b (T_{on} - T_1) \}^2 \quad \dots\dots\dots (47)$$

となり、また、 S_{22} を高さ I_1 、長さ $\omega_b T_2$ の長方形とすると

$$S_{22} = I_1 \omega_b T_2 = \frac{2e_r - E_d}{X_r} \sin \omega_r T_1 \times \omega_b T_2 \approx \frac{2e_r - E_d}{X_r} \omega_b (T_{on} - T_1) \quad \dots\dots\dots (48)$$

$$S_3 = \int_0^{T_3} \omega_r C_r (E_s - E_d) \sin \omega_r t dt = C_r (E_s - E_d) (1 - \cos \omega_r T_3) = C_r e_r \quad \dots\dots\dots (49)$$

よってスイッチング1周期の平均入力電流は

$$I_r(\omega_s t) = \frac{1}{2\pi} (S_1 + S_{21} + S_{22} + S_3) = \frac{1}{2\pi} \left\{ 2C_r e_r + \frac{2e_r - E_d}{X_r} \theta_2 + \frac{2e_r - E_d}{2L_r \omega_b} \theta_2^2 \right\} \quad \dots\dots\dots (50)$$

で表すことが出来る。ここで、 e_r の最大値を E_s とし

$$\theta_2 = \omega_b (T_{on} - T_1) = \omega_b \left\{ T_{on} - \frac{1}{\omega_r} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{2e_r - E_d}{e_r - E_d} \right) \right\} \approx \omega_b \left\{ T_{on} - \frac{1}{\omega_r} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{2E_s - E_d}{E_s - E_d} \right) \right\} \equiv \theta_a \quad \dots\dots\dots (51)$$

と近似すると、

$$I_r(\omega_s t) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \left(2C_r + \frac{2}{X_r} \theta_a + \frac{1}{2L_r \omega_b} \theta_a^2 \right) e_r - \left(\frac{1}{X_r} \theta_a + \frac{1}{2L_r \omega_b} \theta_a^2 \right) E_d \right\} \quad \dots\dots\dots (52)$$

を得る。これより K_{0n} を求めて入力電流の主要な周波数成分を求めると

基本波成分

$$I_{01} = \frac{1}{\pi} \{ A E_s (2\phi + \sin 2\phi) - 4B E_d \sin \phi \} \quad \dots\dots\dots (53)$$

高調波成分

$$I_{0n} = \frac{4}{\pi} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \left\{ \frac{A E_s}{1-n^2} (\sin \phi \cos n\phi - n \sin n\phi \cos \phi) - \frac{B E_d}{n} \sin n\phi \right\} \quad \dots\dots\dots (54)$$

$$\text{ここに、 } n = 3, 5, 7, \dots, \quad A = \frac{1}{2\pi} \left(2C_r + \frac{2}{X_r} \theta_a + \frac{1}{2L_r \omega_b} \theta_a^2 \right), \quad B = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{X_r} \theta_a + \frac{1}{2L_r \omega_b} \theta_a^2 \right)$$

となる。

4. シミュレーション結果

表1にはシミュレーションに用いたパラメータの値を示した。図9は1スイッチングに

Input voltage	e_s	100V
Output voltage	E_d	48V
resonant reactor	L_r	$20\mu\text{H}$
resonant capacitor	C_r	$0.25\mu\text{F}$
Switching frequency	$f_b = 1/T_b$	20kHz
Switching cycle	T_b	$50\mu\text{S}$

表1 シミュレーションの回路定数

Table.1 Circuit parameters for simulation.

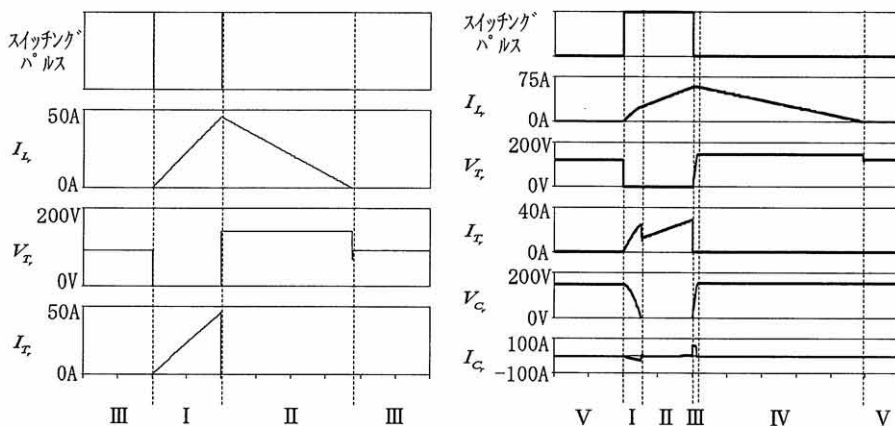


図9 1スイッチングにおける各部の動作波形

Fig.9 Operational waveforms of converters

におけるハードスイッチングとソフトスイッチングの各部の動作波形である。1スイッチングにおけるハードの動作は3モード、ソフトは5モードとなっている。各モードの波形はハード、ソフトとも理論式で示した値にほぼ一致している。図10にデューティファクタの最大値、図11に最大電力、図12に歪み率を示す。

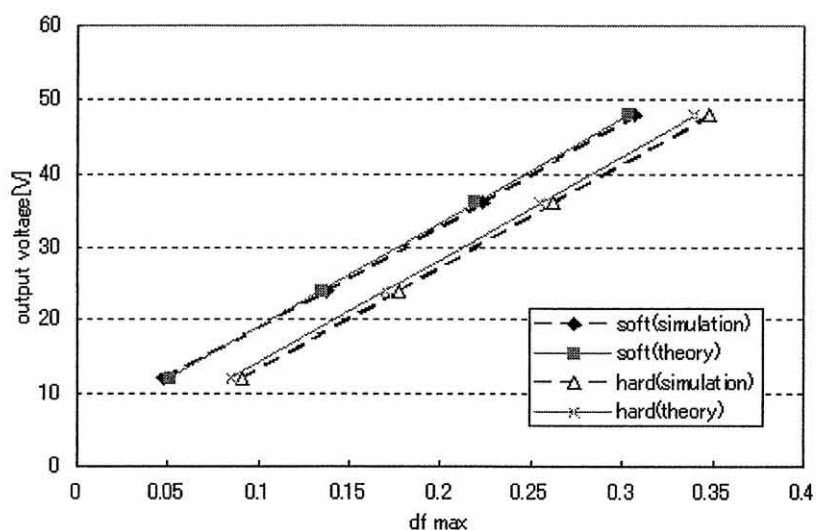


図10 デューティファクタの最大値

Fig.10 Maximum value of duty factor.

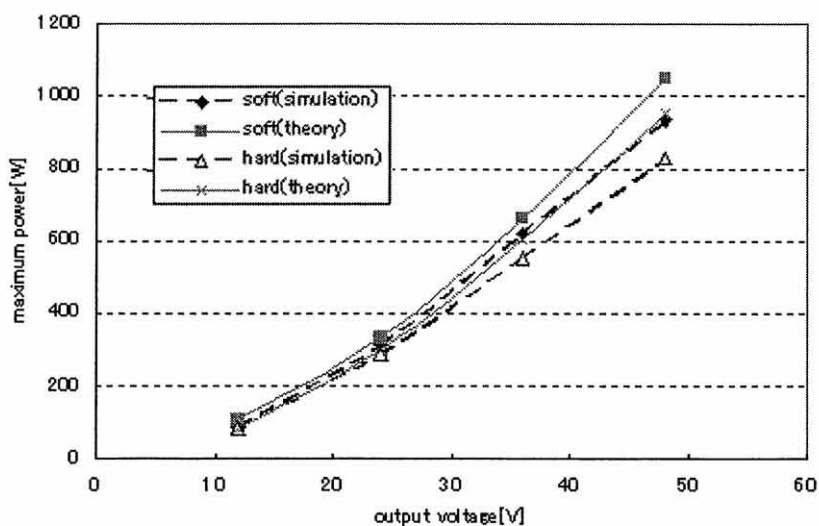


図11 最大電力

Fig.11 Maximum power versus output dc voltage.

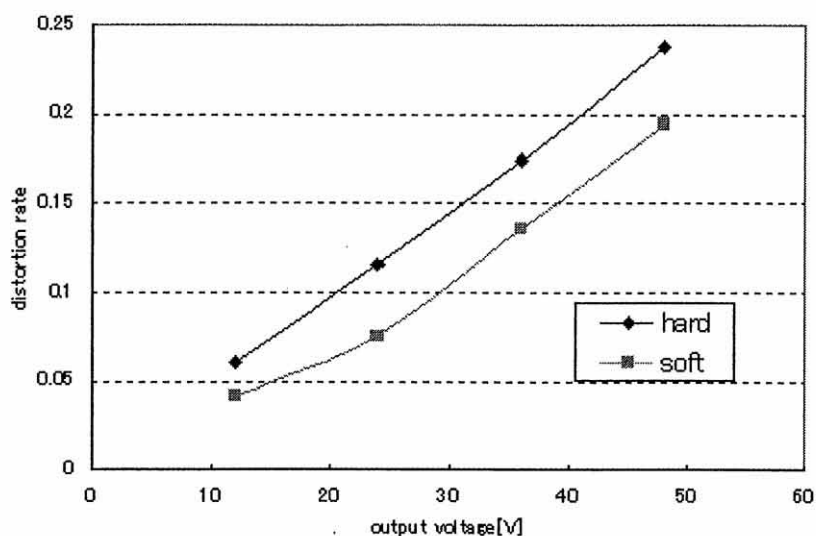


図12 歪み率

Fig.12 Distortion factor.

デューティファクタの最大値はハード、ソフトともにほぼ理論値と同じ値を示した。しかし最大電力は出力電圧50V以下ではほぼ同じ値となっているが、出力電圧の増加とともに誤差が大きくなっていることが分かる。最大電力の式は力率を1と近似して計算を行ったため、更に誤差を小さくするためには出力電圧に対する力率の変化を考慮する必要がある。また、デューティファクタが最大値のときの歪み率はどの出力電圧においてもソフトスイッチングの方が低い値を示しソフトにおける波形改善がなされていることがわかる。

5. 実験結果

表2には実験に用いたパラメータの値を示した。図13はスイッチにかかる電圧とスイッチ

Input voltage	e_s	50V
Output voltage	E_d	25V
resonant reactor	L_r	$20\mu\text{H}$
resonant capacitor	C_r	$0.22\mu\text{F}$
Switching frequency	$f_b = 1/T_b$	20kHz
Switching cycle	T_b	$50\mu\text{s}$
Filter reactor	L_f	1.5mH
Filter capacitor	C_f	$1\mu\text{F}$

表2 実験回路の定数

Table.2 Circuit parameters for tested circuit.

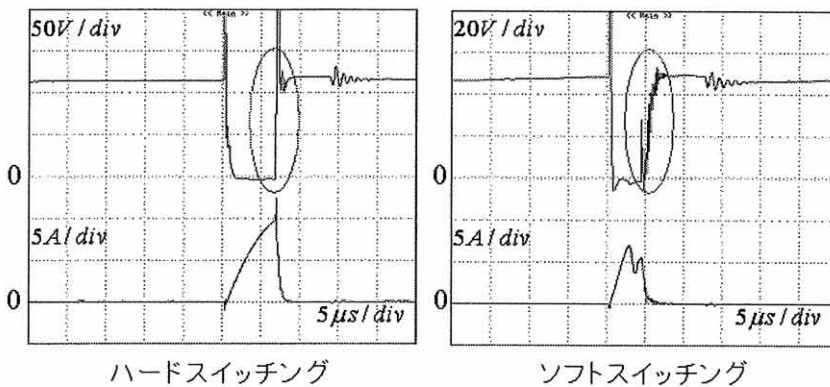


図13 主スイッチの電圧電流波形

Fig.13 Voltage and current waveforms of main switch.

を流れる電流の波形である。スイッチオン時にはDCM動作のために電流がハードスイッチングとソフトスイッチングの両方で徐々に立ち上がっている。この電流の値が低いときにスイッチをオンしており、ZCSを達成している。スイッチのオフ時（丸の範囲）ではハードスイッチングで電圧が急激に増加して電圧・電流重なりが発生するためスイッチング損失が大きくなる

が、ソフトスイッチングでは電圧が徐々に立ち上がってZVSを達成しているためスイッチング損失が減少する。

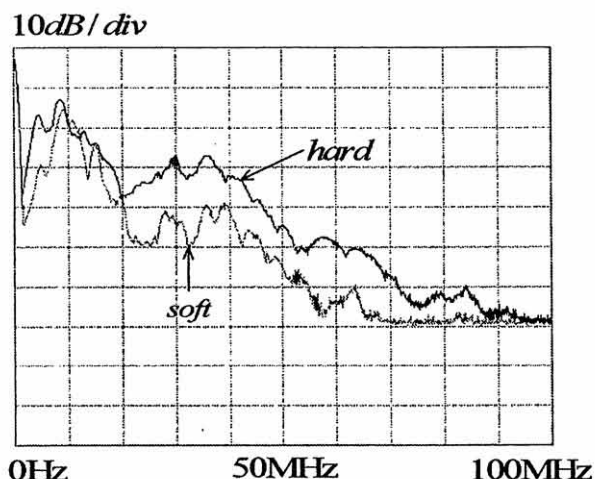


図14 雑音端子電圧

Fig.14 Noise of terminal voltage.

図14にスペクトラムアナライザによって測定した雑音端子電圧を示す。ハードスイッチング時ではMHz帯に大きなノイズが入力電圧にのっているが、ソフトスイッチング時では改善されてノイズが減少していることがわかる。

6. まとめ

入力電流を正弦波とし、EMIノイズの発生を抑制するとともにソフトスイッチング動作を行う共振コンデンサを入力電流波形の改善にも活用した新しいソフトスイッチング降圧形高力率コンバータを提案し、特性解析、波形解析、シミュレーション、実験結果等により従来のハードスイッチング方式との比較検討を行い、提案コンバータの優位性を実証した。

入力電流を正弦波とする高力率コンバータは昇圧形コンバータが一般的であるが、電源電圧よりも低い直流出力電圧を得たい場合は、降圧チョッパを接続した2段構成となる。降圧形コンバータでは直接低い出力電圧を得ることができるため装置の小型化が実現できる。したがって、提案のソフトスイッチング降圧形高力率コンバータは、最もシンプルな回路構成で直流電力が得られるため、多くの電子機器や電力装置における電源として採用されてきたコンデンサインプット形整流回路に代わる電源装置として広く活用できるものと考ええる。

参考文献

- (1) A.R.Prasad P.D.Ziogas S.Manias: "An Active PowerFactor Correction Technique For Three-phase Diode Rectifiers ", IEEE PESC' 89, pp58-66 (1989)
- (2) 長尾, 中小原, 陳野, 原田: 「単相高力率昇圧形コンバータの特性解析」, 電学論D, 114, No.11, 1139~1148 (平6-11)
- (3) J.W.Kolar, H.Ertl, F.C.Zach: "A Novel Three-Phase Single-Switch Discontinuous-Mode AC-DC Buck-Boost Converter with High-Quality Input Current Waveforms and Isolated Output", IEEE Trans. Power Electron., vol. 1E-9, No.2, pp160-172, March(1994)
- (4) 谷口"共振形インバータ回路方式の動向"電気学会論文誌D, Vol.117-D, No.2, pp123/125 (平9-2)
- (5) 谷口,"力率改善昇圧形DCMコンバータの特性解析と入力電流波形の改善法"電気学会論文誌D, Vol.121-D, No.3, pp.302/307(平13-3)
- (6) 森本, 角藤, 押谷, 石田, 大熊: 「単相正弦波入力コンバータの損失解析」, 電学論D, 109, No.6, 415~422
- (7) 竹下, 松井: 「単相PWMコンバータフェーズに基づいた瞬時電流制御」, 電学論D, 113, No.8, 954~960
- (8) 仲谷行雄, 谷口勝則: "降圧形高力率PWMコンバータのソフトスイッチング方式"平成7年電気学会産業応用部門全国大会、148、('95-8)
- (9) 仲谷行雄, 谷口勝則: "降圧形コンバータの特性解析"電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-95-87、('95-10)
- (10) 森口正史, 谷口勝則: "ソフトスイッチング高力率降圧形コンバータの入力電流波形解析"電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-98-33、('98-1)
- (11) 仲谷行雄, 谷口勝則, 平地克也: "降圧形コンバータのソフトスイッチング回路"平成7年電気関係学会関西支部連合大会講演論文集、G4-46、('95-11)
- (12) 和田哲平, 谷口勝則, 森實俊充, 木村紀之 "ソフトスイッチング降圧形高力率コンバータの解析"平成16年電気学会半導体電力変換研究会SPC-04-50、('04-1)
- (13) 和田, 谷口, 森實, 木村, "ソフトスイッチング降圧形高力率コンバータの諸特性"パワーエレクトロニクス学会誌, Vol.29, No.2, pp.1/7(2004.3)